

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

THIS PAGE BLANK (USPTO)

特開平8-175404
(43) 公開日 平成8年 (1996) 7月9日

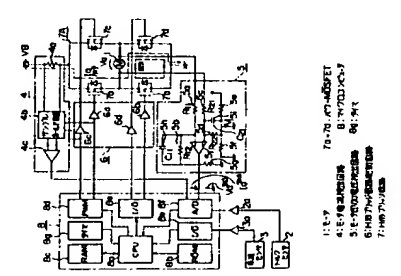
(51) Int. Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
B 6 2 D 5/04 6/00 H 0 2 P 5/06 // B 6 2 D 101:00 113:00	R			
(21) 出願番号	特願平6-318350	(71) 出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 喜福 隆之 姫路市千代田町840番地 三菱電機株式会社 社姫路製作所内	
(22) 出願日	平成6年 (1994) 12月21日	(72) 発明者	和田 俊一 姫路市千代田町840番地 三菱電機株式会社 社姫路製作所内	
		(74) 代理人	弁理士 曾我 達昭 (外 6 名)	

(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【目的】 新たにセンサを設けたり、処理速度の速いCPUを用いたりする事によるコストアップを避けることと、ハンドルの戻り、粘性感、慣性感、フリクション感等の操舵フィーリングを向上させた電動パワーステアリング装置を得ることを目的とする。

【構成】 トルクセンサ2の出力に基づいて静的な操舵トルクを補助するとともに、モータ1のPWM駆動に伴う矩形波成分を除去可能なモータ印加電圧検出回路5を備え、該回路5の出力からモータ角速度 ω を推定し、モータ角速度 ω から帯域通過特性を有する微分手段によってモータ角加速度 $d\omega/dt$ を推定し、モータ角速度 ω に基づいて摩擦を、モータ角加速度 $d\omega/dt$ に基づいて慣性をモーメントを補償する。



【特許請求の範囲】

- 【請求項1】 操舵系に連結されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い帯域通過特性を有し、検出した前記モータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を演算する電流値演算手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置。
- 【請求項2】 操舵系に連結されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い帯域通過特性を有し、検出した前記モータの端子電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ端子電圧検出手段と、検出されたモータ端子電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいてモータ電流値を演算する電流値演算手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置。
- 【請求項3】 モータ角速度推定値を、モータに通過する電流に基づいて所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項1または2に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項4】 モータ角速度推定値を、操舵トルクに基づいて所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項1または2に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項5】 モータ角速度推定値を、モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合に零にクリップすることを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項6】 モータ角速度推定値を所定のカットオフ周波数以上でハイパスフィルタ処理を施すことを特徴とする請求項1ないし5のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項7】 モータ角速度推定値を微分処理してモータ角加速度を推定することを特徴とする請求項1ないし6のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項8】 微分処理は帯域通過特性を有することを特徴とする請求項7に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項9】 モータ角速度推定値は、微分処理時の帯域通過特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施すことを特徴とする請求項8に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項10】 モータ角速度推定値の演算結果が所定の値以下の場合にはこの推定値を零にクリップすることを特徴とする請求項7ないし9のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項11】 モータ角速度推定値をステアリング制御系に正帰還し、正帰還に基づいて通過するモータ電流

- (2) 特開平8-175404
- を、ステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップすることを特徴とする請求項3ないし10のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項12】 モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通過するモータ電流をクリップする電流値またはモータ角速度の正帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させることを特徴とする請求項11に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項13】 モータ角速度推定値の正帰還に基づいて通過するモータ電流を立ち上がり時に増加させる微分手段を備えたことを特徴とする請求項11ないし12のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項14】 モータ角速度推定値を自帰還することにより角速度に基づくステアリング制御を行うことを特徴とする請求項3ないし10のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項15】 モータ角速度推定値の自帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させることを特徴とする請求項14に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項16】 上記モータ角速度推定値を正帰還することにより上記角速度に基づくステアリング制御を行うことを特徴とする請求項3ないし10のいずれかに記載の電動パワーステアリング装置。
- 【請求項17】 上記モータ角速度推定値の正帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させることを特徴とする請求項16に記載の電動パワーステアリング装置。
- 【発明の詳細な説明】
- 【0001】
- 【産業上の利用分野】 この発明は、モータにより操舵補助トルクを発生する電動パワーステアリング装置に関するものである。
- 【0002】
- 【従来の技術】 従来、電動パワーステアリング装置においては、操舵系の操舵トルクを検出するトルクセンサと車速を検出する車速センサを設け、それらの出力に基づいてモータのアシストトルクを制御していた。また最近では、さらに操舵フィーリングを改善するために、それに加えてモータの角速度や角加速度に基づいてステアリング系の慣性、粘性等を補償する制御方法が提案されている。
- 【0003】 上記の如くモータ角速度や角加速度に基づいた制御を行う場合には、モータの角速度あるいは角速度を検出するセンサを設ける事は一般的である。しかし新たにセンサを設けることはコストアップにつながるため、好ましくない。そこで、モータの終端電圧を推定することにより、角速度信号を得る方法が提案されている。

【0004】例えば、図41は、特開平4-8190号公報に示された電動パワーステアリング装置である。図において、1は操舵系に接続され、操舵を補助するモータ、2は操舵トルクを抽出するトルクセンサ、3は車速を検出する車速センサ、4はモータ1に流通する電流を検出するモータ電流出出手段、5はモータ1に印加されている電圧を検出するモータ印加電圧検出手段、9は操舵トルクを補助的に補助するためのモータ電流出出手段、トルクセンサ2により抽出された操舵トルクV_tと、車速センサ3により抽出された車速V_sが入力され、操舵力補助電流目標値I_sが出力されている。

【0005】10はモータ1に流通する電流を制御するモータ電流出出手段であり、モータ目標電流I_a*と、モータ電流出出手段4により抽出されたモータ電流出出値I_a***が入力され、モータを駆動するモータ電流出出手段が出力されている。11はモータの角速度を演算するモータ角速度演算手段であり、モータ印加電圧検出手段5により抽出されたモータ印加電圧検出値V_a***と、モータ電流出出手段4により抽出されたモータ電流出出値I_a***が入力され、これら検出値よりモータ角速度推定値ωが演算されて出力されている。

【0006】12はモータ角速度演算手段であり、モータ角速度推定値ω/dtから、モータ1のロータの慣性モーメントの影響により、特に操舵方向反転時に操舵力が増加する、いわゆる慣性感を軽減するという効果がある慣性補償電流の目標値I_jが演算されて操舵力補助電流目標値I_sに追加される。このように、操舵力補助電流目標値I_sに対して粘着摩擦補償電流目標値I_dと慣性補償電流目標値I_jとを加算することでモータ目標電流I_a*が求められ、そしてモータ電流出出手段10に与えられて以下同様によりモータ電流出出手段11について詳しく説明する。モータ1を他動直流機とすれば、電機子の時間回路は図43の如く表すことができる。こ

で、
R_a: 電機子抵抗
L_a: 電機子インダクタンス
V_a: モータ誘起電圧
V_e: モータ印加電圧
I_a: モータ電流

【0008】次に動作について説明する。ハンドルが操舵され、操舵系に操舵トルクが発生してトルクセンサ2により抽出されると、操舵力補助電流演算手段9は車速センサ3より入力された車速V_sとトルクセンサ2より入力された操舵トルクV_tに基づいて、例えば図42に示す通り操舵力補助電流目標値I_sが演算され、モータ電流出出手段10によりモータ目標電流I_a*として与えられる。

【0009】モータ電流出出手段10では、モータ電流出出値I_a***がモータ目標電流I_a*と一致するようにフィードバック制御され、モータ1が駆動される。モータ

タ1が駆動されると、モータ印加電圧検出手段5でモータ1に印加されている電圧が検出されてモータ印加電圧検出値V_a***としてモータ角速度演算手段11に与えられる。

【0010】モータ角速度演算手段11では、モータ角速度推定値ωがモータ印加電圧検出値V_a***とモータ電流出出値I_a***から演算され、モータ角速度演算手段12、モータ角速度演算手段16、粘着摩擦補償電流演算手段14に与えられる。モータ角速度演算手段12では、モータ角速度推定値ω/dtが求められ、慣性補償電流演算手段15に与えられる。

【0011】モータ角速度演算手段12では、モータ角速度推定値ωを積分処理することによりモータ角度θが求められ、粘着摩擦補償電流演算手段14に与えられる。粘着摩擦補償電流演算手段14では、車速V_s、モータ角速度推定値ω、モータ角度推定θから、操舵フィーリングに粘性感を与えと共に、特に高車速時に悪化するハンドル戻り時の収束性を向上させるのに効果のある粘着摩擦補償電流の目標値I_dが演算されて操舵力補助電流目標値I_sから減じられる。

【0012】慣性補償電流演算手段15では、モータ角速度推定値ω/dtから、モータ1のロータの慣性モーメントの影響により、特に操舵方向反転時に操舵力が増加する、いわゆる慣性感を軽減するという効果がある慣性補償電流の目標値I_jが演算されて操舵力補助電流目標値I_sに追加される。このように、操舵力補助電流目標値I_sに対して粘着摩擦補償電流目標値I_dと慣性補償電流目標値I_jとを加算することでモータ目標電流I_a*が求められ、そしてモータ電流出出手段10に与えられて以下同様によりモータ電流出出手段11について詳しく説明する。モータ1を他動直流機とすれば、電機子の時間回路は図43の如く表すことができる。こ

で、
R_a: 電機子抵抗
L_a: 電機子インダクタンス
V_a: モータ誘起電圧
V_e: モータ印加電圧
I_a: モータ電流

【0014】図43において、電機子インダクタンスL_aに基づく過渡的な項を無視すれば、V_aに関して以下の(1)式が成立する。

$$\begin{aligned} V_a &= I_a \cdot R_a + v_e \\ &= I_a \cdot R_a + \omega \cdot L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

とするとv_eに以下(2)式が成立する。

$$\begin{aligned} v_e &= K_e \cdot \omega \\ &= K_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

【0017】よって、(1)、(2)式より以下の(3)式を得る。

$$\begin{aligned} \omega_m &= (V_a - I_a \cdot R_a) / K_e \\ &= (V_a - I_a \cdot R_a) / K_e \end{aligned} \quad (3)$$

【0020】今、R_aとK_eは定数であり、V_aとI_aには検出値を用いることができるから、(3)を(4)のようにモータ角速度を推定することができる。

$$\omega = (V_a - I_a \cdot R_a) / K_e \quad (4)$$

【0022】ここで、ω: モータ角速度推定値
V_a***: モータ印加電圧検出値
I_a***: モータ電流出出値

である。

【0023】モータ1をPWM駆動するものとする。V_aとI_aの関係は図44の通りであり、力行、回生が切り替わる度に過渡現象を繰り返していることとなる。一般にPWMの載送波周期は、モータの電気的時定数に対して十分に短く設定されており、I_aは直流である

と見なせるが、V_aは矩形波となる。従って、(4)式に基づいてモータ角速度ωを求めるにはV_aの矩形波成分を除去し、時間的な平均値を得る必要がある。

【0024】モータ角速度演算手段11では、矩形波状のモータ印加電圧検出値をサンプリング後、デジタルω = {V_a*** - I_a***} / K_e (5) (R_a + ΔR_a) / K_e (5)の中立方向への電磁力の小さい低速域で、手放し時のハンドル戻りが悪くなる。それに加えて、従来装置の如くソフトウェア処理にて得たモータ角速度を負帰還する

【0028】上記(5)式より、R_aの誤差はωの誤差となっており、その誤差はモータ電流I_aに比例することとなる。ゆえに従来装置では、特にモータに大電流を流したときに、ωの直線的な誤差、すなわちオフセットを生ずるという問題があった。その結果、例えば、カーブを曲がるとき、ハンドルを保持しているにもかかわらずωは零にならないといった問題点があった。

【0029】さらに、モータ角速度ωよりモータ角速度推定値ω/dtを演算する微分演算部(図41の12を参照)の実現は困難であり、特にS/Wによって、ステアリング系の制御に使用できるような雑音の少ない正確な微分演算を実現するには、サンプリング周波数を高く設定する必要がある。

【0030】ゆえに、電動パワーステアリング装置で広く使用されている、処理速度の速い安価なCPUにて実現可能なサンプリング周期で、従来装置の如く微分演算して得られたモータ角速度推定値ω/dtには、雑音が多く、電動パワーステアリングの制御に使用するとモータ電流にリップルを生じ、ハンドルが振動したり、騒音が発生するという問題点があった。

【0031】一方、電動パワーステアリング装置では、マニピュルステアリングに比べて、ステアリング機構に慣性モーメントを有するモータと、モータとステアリング系を連結するギアの摩擦が付加されるため、特に車輪

フィリタにて矩形波成分を除去し、(4)式よりωを演算している。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】従来の電動パワーステアリング装置は、以上のようにモータ駆動制御用のスイッチング素子の発熱を抑えるためにモータはPWM駆動されており、その際にPWMの載送波周波数は騒音を抑えるために可聴周波数帯域外の20kHz前後に設定されている。従って、従来装置のように、モータ角速度演算手段をS/Wで実現してモータ印加電圧V_aの矩形波成分をデジタルフィルタで除去する構成とすると、モータ角速度ωを正確に演算するためにはサンプリング周波数を非常に高く設定する必要があり、その結果S/Wの負荷が増え、処理速度の速い高価なCPUを使用しなければならぬという問題があった。

【0026】また、電機子抵抗R_aには、モータとコンローラ間の配線や、コネクタの接触抵抗が含まれており、ばらつきが大きい。さらに、電機子抵抗R_aは、大電流を流した場合の発熱等、温度の影響により変動する。従って電機子抵抗R_aには必ず誤差が含まれると考えられる。ここで、(4)式による演算時のR_aと実際のR_aとの誤差をΔR_aとすれば、モータ角速度ωは以下の(5)で表せる。

【0027】

【0032】また、モータとステアリング系を連結するギアの摩擦により、走行中の中立付近の操舵フィーリング、すなわちセンターフィーリングが重くなり、いわゆるフリクション感を生じるという問題もあった。そしてこの問題に際しても従来装置の如くモータ角速度を負帰還することにより悪化する傾向にあった。

【0033】この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたもので、新たにセンサを設けたり、処理速度の速いCPUを用いたりする事によるコストアップを避けることともに、ハンドル戻り、粘性感、慣性感、フリクション感等の構造的な問題点を排除して操舵フィーリングを向上させることができる電動パワーステアリング装置を得ることを目的とする。

【0034】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明に係る電動パワーステアリング装置は、操舵系に連結されたモータ

【0035】

【0036】

【0037】

たと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通特性を有し、検出した前記モータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を算する電流値算手段とを備えたものである。

【0035】請求項2の発明に係る電動パワーステアリング装置は、検電系に接続されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通特性を有し、検出した前記モータの端子電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ端子電圧検出手段と、検出されたモータ端子電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいてモータ電流値を算する電流値算手段とを備えたものである。

【0036】請求項3の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータに流通する電流に基づいて所定の値以下にクリップする。

【0037】請求項4の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1または2に記載の発明においてモータ角速度推定値を、検電トルクに基づいて所定の値以下にクリップする。

【0038】請求項5の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし4のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を、モータ角速度推定値の算結果が所定の値以下の場合に零にクリップする。

【0039】請求項6の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし5のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を所定のカットオフ周波数以上でハイパスフィルタ処理を施す。

【0040】請求項7の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし6のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を微分処理してモータ角速度を推定する。

【0041】請求項8の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項7に記載の発明において微分処理は帯域通特性を有する。

【0042】請求項9の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項8に記載の発明においてモータ角速度推定値は、微分処理時の帯域通特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施す。

【0043】請求項10の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項1ないし9のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値の算結果が所定の値以下の場合にはこの推定値を零にクリップする。

【0044】請求項11の発明に係る電動パワーステア

リング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値をステアリング制御系に正確渡し、正確渡しに基づいて流通するモータ電流を、ステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップする。

【0045】請求項12の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項11に記載の発明においてモータ角速度推定値の正確渡しに基づいて流通するモータ電流をクリップする電流値またはモータ角速度の正確渡しゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0046】請求項13の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項11または12に記載の発明においてモータ角速度推定値の正確渡しに基づいて流通するモータ電流を立ち上がり時に増加させる微分手段を備える。

【0047】請求項14の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明においてモータ角速度推定値を毎輪速することにより角速度に基づくステアリング制御を行う。

【0048】請求項15の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項14に記載の発明においてモータ角速度推定値の負帰還ゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0049】請求項16の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項3ないし10のいずれかに記載の発明において上記モータ角速度推定値を正確渡することにより上記角速度に基づくステアリング制御を行う。

【0050】請求項17の発明に係る電動パワーステアリング装置は、請求項16に記載の発明において上記モータ角速度推定値の正確渡しゲインを、上記モータ角速度推定値と車速の少なくともいずれか1つに基づいて変化させる。

【0051】【作用】請求項1の発明における電動パワーステアリング装置は、PWM搬送波周波数よりも低い遮断周波数の低域通特性を有する回路にて矩形波成分を除去してモータ印加電圧を検出し、このモータ印加電圧検出値に基づいてモータ角速度 ω を推定する。

【0052】請求項2の発明における電動パワーステアリング装置は、PWM搬送波周波数よりも低い遮断周波数の低域通特性を有する回路にて矩形波成分を除去してモータ端子電圧を検出し、このモータ端子電圧検出値に基づいてモータ角速度 ω を推定する。

【0053】請求項3の発明における電動パワーステアリング装置は、モータの電機子抵抗に含まれる抵抗がモータ角速度推定値に与える影響を抑えるため、モータ電流に基づいてモータ角速度推定値を所定の値以下にクリッ

プしてモータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0054】請求項4の発明における電動パワーステアリング装置は、モータが検電系に接続されており、検電トルクが大きい場合にはモータ角速度が小さいと考えられるため、検電トルクに基づいてモータ角速度推定値を所定の値以下にクリップすることによりモータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0055】請求項5の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の算結果が所定の値以下の場合にはモータ角速度推定値を零にクリップすることにより、モータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0056】請求項6の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値をハイパスフィルタ処理することにより、モータ角速度推定値のオフセット成分を除去する。

【0057】請求項7の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値を微分処理することにより、モータ角速度を推定する。

【0058】請求項8の発明における電動パワーステアリング装置は、微分処理に帯域通特性を持たせることにより、モータの慣性感の問題となる周波数帯域では20dB/decの微分特性を持たせるとともに、モータ角速度推定値の雑音を抑える。

【0059】請求項9の発明における電動パワーステアリング装置は、微分処理の帯域通特性の高域遮断周波数と略同一の遮断周波数を有するローパスフィルタ処理を施すことにより、微分処理の帯域通特性の高域遮断特性によりモータ角速度推定値が高域帯域でモータ角速度推定値に対して位相が遅れることを防止する。

【0060】請求項10の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の算結果が所定の値以下の場合にはモータ角速度推定値を零にクリップすることにより、モータ角速度推定値に含まれる雑音成分を除去する。

【0061】請求項11の発明における電動パワーステアリング装置は、算されたモータ角速度推定値をステアリング制御系に正確渡し、正確渡しに基づいて流通するモータ電流をステアリング系の摩擦に基づく所定の値以下にクリップすること、ステアリング系のクーロン摩擦を補償して低車速時のハンドル戻りやフリクション感を改善する。

【0062】請求項12の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の正確渡しに基づいて流通するモータ電流をクリップする電流値、又はモータ角速度推定値の正確渡しゲインをモータ角速度推定値に基いて変化させることで、モータ角速度推定値に含まれる雑音が制御に影響を与えることを防止できると共に、自然な検電フィードバックを実現し、且つ、車速に基づ

づいて変化させることで、低車速域でのハンドル戻りを改善できるとともに、高車速域でのハンドル戻り時の収束性の劣化を防止する。

【0063】請求項13の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の正確渡しに基づいて流通するモータ電流を、立ち上がり時に増加させる微分手段を備えることによりステアリング系の停止抑制を補償し、低車速時のハンドル戻りやフリクション感を改善する。

【0064】請求項14の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値をステアリング制御系に負帰還することによりステアリング系の粘性摩擦を補償し、検電フィードバックに粘性感を与え、同時に、特に高車速時に悪化するハンドル戻り時の収束性を改善する。

【0065】請求項15の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の負帰還ゲインをモータ角速度推定値に基づいて変化させることでフリクション感の劣化を防止し、車速に基づいて変化させることで低車速域でのハンドル戻りの劣化を防止する。

【0066】請求項16の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値をステアリング制御系に正確渡することにより、特にステアリング系の慣性モーメントを補償し、慣性感を軽減する。

【0067】請求項17の発明における電動パワーステアリング装置は、モータ角速度推定値の正確渡しゲインを、モータ角速度に基づいて変化させることでセンタ一付近でのハンドルのふらつきを抑え、車速に基づいて変化させることで車速に關係なく高域帯域の検電フィードバックを実現する。

【0068】

【実施例】

実施例1 以下、この発明の一実施例を図について説明する。図1はこの実施例における電動パワーステアリング装置のコントロール部7のH/V構成図である。尚、図中、図41と同一符号は同一又は相当部分を示す。図において、2aはトルクセンサ2を後述のA/D変換器8 fに入力するためのトルクセンサ入力/Fであり、直流増幅と位相補償を行った。3aは車速センサ3を後述の入出力ポート8 eに入力するための車速センサ入力/Fである。

【0069】4はモータ1に流通される電流を所定の電圧に変換して後述のA/D変換器8 fに入力するためのモータ電流検出回路であってモータ電流を電圧に変換する電流検出抵抗器4 a、電流検出抵抗器4 aの両端の電圧を力増倍にサンプリング、同生時にホールドし、増倍回路4 cで電圧増倍するサンプリング回路4 bより構成されている。

【0070】5はモータ1を駆動するPWM搬送波周波数よりも低い所定の低域通特性を有し、モータ1の端

子間の電圧を所定の電圧レベルに変換して後述のA/D変換器8 fに入力するためのモータ印加電圧検出回路であって、抵抗器5 a～5 g、コンデンサ5 h～5 i、OPアンプ5 jより構成されている。

【0071】6はH形ブリッジ回路駆動回路であってFETドライバ6 a～6 dで構成されている。7はモータ1に双方方向に電流を流通するためのH形ブリッジ回路であり、FETドライバ6 a～6 dで駆動されるパワーMOSFET7 a～7 dで構成されている。8はマイクログンピュータであり、CPU8 a、プログラム等が格納されるROM8 b、データ等が一時的に保持されるRAM8 c、FETドライバ6 a、6 cが接続され、モータ1を駆動するパルスを生成するパルス幅変換器8 d、FETドライバ6 b、6 d、および車速センサ3が車速センサ入力/F3 aを介して接続される出力ポート8 e、モータ電流検出回路4とモータ印加電圧検出回路5の出力、およびトルクセンサ2がトルクセンサ入力/F2 aを介して接続されるA/D変換器8 f、制御周期の管理等に使用されるタイマ8 gより構成される。

【0072】図2はこの実施例におけるCPU8 aが処理するステアリング制御のS/W構成図である。9は操舵トルクを算的に補助するためのモータ電流を演算する操舵力補助電流演算手段であり、トルクセンサ2により検出された操舵トルクVtと、車速センサ3により検出された車速Vsが入力され、操舵力補助電流目標値Isが出力されている。

【0073】10はモータ1に流通する電流を制御するモータ電流制御手段であり、モータ目標電流Ia*と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値Ia***が入力され、モータを駆動するモータ駆動信号Ia***が出力されている。11はモータの角速度推定値ωを演算するモータ角速度演算手段であり、モータ印加電圧検出回路5により検出されたモータ印加電圧検出値Va***と、モータ電流検出手段4により検出されたモータ電流検出値Ia***が入力され、モータ角速度推定値ωが出力されている。

【0074】12はモータ角速度演算手段であり、モータ角速度演算手段11により演算されたモータ角速度推定値ωが入力され、これを微分処理したモータ角速度推定値dω/dtが出力されている。13はステアリング系のクローン補償を補償するためのモータ電流を演算するクローン補償電流演算手段であり、モータ角速度推定値ωと、車速センサ3により検出された車速Vsが入力され、クローン補償電流目標値Icが出力されている。

【0075】14はステアリング系の粘性補償を補償するためのモータ電流を演算する粘性補償電流演算手段であり、モータ角速度推定値ωと、車速センサ3により検出された車速Vsが入力され、粘性補償電流目標値Idが出力されている。15はステアリング系の慣

性モーメントを補償するためのモータ電流を演算する慣性補償電流演算手段であり、モータ角速度推定値dω/dtが入力され、慣性補償電流目標値Ijが出力されている。

【0076】図3はモータ印加電圧検出回路5の直流特性を、図4は周波数特性を表す図である。

【0077】図5はモータ印加電圧検出回路5のカットオフ周波数の設定方法を説明する図である。

【0078】図6はモータ角速度演算手段11の動作を説明するフローチャートであり、図7はモータ角速度推定値ωを補正する係数K1を説明する図である。

【0079】図8はモータ電流Iaとモータ角速度ωmの関係を説明する図である。

【0080】図9はモータ角速度演算手段12の動作を説明するフローチャートである。図10はそれをブロック図で表したものであり、図11、図12はその周波数特性を表した図である。

【0081】図13はクローン補償電流演算手段13の動作を説明するフローチャートであり、図14はモータ角速度推定値ωと、車速Vsと、クローン補償電流Icの関係を説明する図である。

【0082】図15は粘性補償電流演算手段14の動作を説明するフローチャートであり、図16はモータ角速度推定値ωと、車速Vsと、粘性補償電流Idの関係を説明する図である。

【0083】図17は慣性補償電流演算手段15の動作を説明するフローチャートであり、図18はモータ角速度推定値dω/dtと、車速Vsと、慣性補償電流Ijの関係を説明する図である。

【0084】次に、本実施例の動作を図1中の破線の向きにモータ電流Iaが流通する場合を例にとって説明する。マイクログンピュータ8の指示により、FETドライバ6 b、6 cはパワーMOSFET7 b、7 cをオンし、FETドライバ6 dはパワーMOSFET7 dをオンし、FETドライバ6 aはパワーMOSFET7 aを所定のデューティ比でPWM駆動する。

【0085】モータ電流Iaは、パワーMOSFET7 aのオン、オフに依り、それぞれ図1中の力筋、回生で示した経路に流れる。モータ電流検出回路4では、まずモータ電流Iaを電流検出抵抗4 aにより電圧に変換する。ところが図1に示す通り、回生時にはモータ電流Iaが電流検出抵抗4 aに流れないため、サンプリング回路4 bにて、パワーMOSFET7 aオン時、すなわち力行時に電流検出抵抗4 aの両端の電圧をサンプリングし、パワーMOSFET7 aオフ時、すなわち回生時にホールドリッドの後、増幅回路4 cにて所定のゲインで増幅し、マイクログンピュータ8のA/D変換器8 fに入力している。

【0086】モータ印加電圧検出回路5では、PWM駆動に伴ってモータ印加電圧Vaに現れる矩形波成分を除

去するとともに、A/D変換器8 fに入力可能な所定の電圧レベルに変換し、A/D変換器8 fに入力している。

【0087】ここでモータ印加電圧検出回路5について詳しく説明する。OPアンプ5 jを理想OPアンプとし、

$$R11 = R21 = R1 \quad (5)$$

$$Va^{***} = V1 + (Va \cdot R2 / R1) / (1 + C1 \cdot R2 \cdot s) \quad (8)$$

【0089】(8)式を見ると、Va***は、VaをR2/R1に分圧し、時定数C1・R2の一次遅れ特性を付加し、直流バイアス電圧V1に加えた電圧であるということがわかる。すなわち、直流特性は図3、周波数特性は図4に示す通りになる。

【0090】(8)式において、V1は、A/D変換器8 fの入力電圧範囲 (例えば0～5 V) の中央 (例えば2.5 V) に設定しておけば良い。さらに、抵抗R11 = R12 = R1、R21 = R22 = R2、及びコンデンサC11 = C21 = C1については、Vaの電圧範囲 (例えば-12～12 V) がA/D変換器8 fの入力電圧範囲 (例えば0～5 V) にレベル変換されるようにR2/R1を設定し、かつ、図5に示すとおり、カットオフ周波数fc = 1 / (2π・C1・R2) が、PWM駆動波周波数 (例えば20 kHz) より十分低く、モータの応答周波数 (例えば100数十Hz) よりも十分高くなるように設定する。

【0091】これによりステアリング系の制動が可能な増幅率が確保され、しかもVaの矩形波成分が除去されたモータ印加電圧検出値Va***をA/D変換器8 fに入力することができ。

【0092】次に、図7をもとに本実施例のS/Wの動作について説明する。操舵トルクと車速に基づいて操舵ω = K1・(Vasns・Ra) / Ke (6)

【0095】

$$\omega = K1 \cdot (Vasns \cdot Ra) / Ke \quad (6)$$

の増加に伴って0に近づく係数K1を、(4)式から求めたモータ角速度ωに乗じておけばよい。ここで、K1は、モータ電流検出値Ia = 0のときに1とし、少なくともモータ電流検出値Ia***がモータ1をデューティ比100%で駆動時のロック電流Imaxと等しいときには0になるということを目的に、連続的に設定すればよい。

【0096】ここで、Ia***-K1テールおよびK1について詳しく説明する。(4)式に基づいてモータ角速度推定値ωを演算する場合、(6)式で示したように、電流検出抵抗Raの値差によって生じるモータ角速度推定値ωの値差はモータ電流Iaに比例し、モータ電流Iaの増加とともに増加する。すなわち、モータ角速度推定値ωのオフセットはモータ電流Iaの増加とともに増加する。ところが、一般にモータ1に印加する電圧が一定ならば、モータ電流Iaとモータ角速度ωmには、図8に示すようにモータ電流Iaの増加とともにモータ角速度ωmが減少する関係がある。

【0097】従って、モータ1に大電流が流通される場合には、モータ角速度推定値ωを等しくリップしておけばよいと考えられる。その際、モータ電流検出値Ia***が所定のしきい値を越える場合にモータ角速度推定値ω = 0としてもよいが、モータ角速度推定値ωが急変することを避けるためには、図7の如く、モータ電流検出値Ia*** = 0のときに1で、モータ電流検出値Ia

る。【0099】このように、本実施例の方法でモータ角速度推定値ωを求めると、H/Wでモータ印加電圧の矩形波成分を除去してあるため、S/Wによる演算が簡単になり、サンプリング周波数も低く設定できる。また、電

$$R12 = R22 = R2 \quad (6)$$

$$C11 = C21 = C1 \quad (7)$$

と仮定して、s領域 (sはラプラス演算子) でモータ印加電圧Vaとモータ印加電圧検出値Va***の関係を求めると、以下の(8)となる。

$$[0088]$$

を改善することが可能となる。

[0156] また、車速の増加とともに上記ゲインが増加し、慣性補償電流目標値 I_j のモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に対する不感帯 D_j が減少するようにテーパを構成しておけば、中車速時ないし低車速時のハンドル中立付近でのふらつきを防止し、かつ中高車速時にいて慣性を改善することが可能となり、さらに操舵フィードバックが向上する。

[0157] また、上記ゲインを増加させると高車速時におけるハンドルの振りの収束性が強化したり、ハンドルの中立付近でふらつきやすくなる場合には、逆に車速の増加とともにゲインが減少し、不感帯が増加するようにテーパを構成してもよい。

[0158] 実施例14、実施例1では、モータ印加電圧を差動アンプで検出し、A/D変換器8fを介してCPU8aに出力していたが、モータの各端子電圧をA/D変換器8fに入力し、CPU8aでモータ印加電圧を演算する構成としてもよい。

[0159] 図37はこの実施例におけるコントロールのH/W構成図であり、実施例1と同一あるいは相当する部分は同一の符号を付してある。4はモータ1に流れる電流を所定の電圧に変換して後述のA/D変換器8fに入力するためのモータ電流検出回路であり、モータ1に直列に接続された電流検出抵抗器4aの両端の電圧を増幅回路4cで電圧増幅するように構成されている。

[0160] 21はモータ1を駆動するPWM搬送波周波数よりも低い所定の低域通過特性を有し、モータ1の端子電圧 V_a を所定の電圧レベルに変換してA/D変換器8fに入力するためのモータ端子電圧検出回路であり、21a～21fは低域通過特性、21g～21hはコンデンサである。なお、上記以外の部分は実施例1と同一であり、説明は省略する。

[0161] 図38は、モータ端子電圧検出回路21の直流通特性を、図39は周波数特性を示す図である。

[0162] 図40はモータ端子電圧からモータ印加電圧を演算するS/Wの動作を説明するフローチャートである。

[0163] ここで、モータ端子電圧検出回路21について詳しく説明する。図37において、

$$R13 = R23 = R3 \quad (7)$$

$$R14 = R24 = R4 \quad (8)$$

$$R15 = R25 = R5 \quad (9)$$

$$C12 = C22 = C2 \quad (10)$$

と設定されたものとして、s領域（sはラプラス演算子）でモータ端子電圧検出回路21のV12、V21とV22との関係を求めるとそれぞれ以下の(11)、(12)のよう

に表される。

$$[0164] \quad (11)$$

$$V12 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 / (1 + C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 \cdot s / R6)$$

目標値 I_f を、図31の如く I_c 等の補償電流と加算してモータ目標電流 I_a^* を演算し、以降、上記実施例1と同様にモータ1を制御する。

[0149] なお、本実施例においては、 ω_{edge} に基づいて静止摩擦補償電流目標値 I_f を演算したが、例えば図34の如く、クローン摩擦補償電流目標値 I_c のエッジを強調する構成としても同様の効果が得られることはいうまでもない。

[0150] このように、本実施例では、モータ角速度推定値 ω の立ち上がりエッジに応じてモータ1に電流を流流する構成としたため、モータ1を接続する事により増加したステアリング系の静止摩擦を補償することが可能となり、上記実施例1よりもさらに良好な操舵フィードバックを得ることができ。

[0151] 実施例12、上記実施例1では、モータ角速度推定値 ω に比例した粘性摩擦補償電流目標値 I_d が、モータ角速度推定値 ω と逆方向に流れるように構成していたが、車速 V_s とモータ角速度推定値 ω に応じてゲイン I_d/ω を変化させてもよい。

[0152] 例えば図35の如く、 $\omega = 0$ 付近での粘性摩擦補償電流目標値 I_d を、モータ角速度推定値 ω に対して所定のゲインで希やかに立ち上げるように設定すれば、上記実施例1と比べて、ハンドルの中立付近での粘性摩擦補償電流目標値 I_d を減少させ、急発振した場合の粘性摩擦補償電流目標値 I_d を増加させることができ、その結果プリクシオン感の悪化を防止し、かつ急発振した場合にはしっかりとした反力感や粘性感を与え、高車速時におけるハンドルの振りの収束性を改善することが可能となる。

[0153] また、車速 V_s の増加とともに上記ゲインが増加し、粘性摩擦補償電流目標値 I_d のモータ角速度推定値 ω に対する不感帯 D_d が減少するようにテーパを構成しておけば、中車速ないし低車速時のハンドルの振りとプリクシオン感の悪化を防止し、かつ中高車速時にいて粘性感や収束性を改善することが可能となり、さらに操舵フィードバックが向上する。

[0154] 実施例13、上記実施例1では、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に比例した慣性補償電流目標値 I_j が、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ の方向に流れるように構成していたが、 V_s と ω に応じてゲイン $I_j/(d\omega/dt)$ を変化させてもよい。

[0155] 例えば図36の如く、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt = 0$ 付近での慣性補償電流目標値 I_j を、モータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ に対して所定のゲインで希やかに立ち上げるように設定すれば、上記実施例1と比べて、ハンドルの中立付近での慣性補償電流目標値 I_j を減少させ、急発振した場合の慣性補償電流目標値 I_j を増加させることができる。その結果ハンドルの中立付近でのふらつきを防止し、かつ急発振した場合の慣性感

[0165]

[0166]

$$V22 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 / (1 + C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5 \cdot s / R6) \quad (12)$$

ただし、

$$R6 = R3 \cdot R4 \cdot R5 \cdot R5 \quad (13)$$

1、V21は矩形波となるため、コンデンサC2については、カットオフ周波数 $f_c = 1/(2\pi \cdot C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5/R6)$ が、PWM搬送波周波数（例えば20kHz）より十分低く、モータの応答周波数（例えば100数十Hz）より十分高くなるように設定する。これによりステアリング系の制御が可能な帯域幅が確保され、しかもV11、V21の矩形波成分が除去されたモータ端子電圧検出回路V12、V22をA/D変換器8fに入力することができる。

[0168] (11)、(12)式において、 V_{cc} は定電圧（例えば5V）とし、抵抗R3、R4、R5はV11、V21の電圧範囲（例えば-12～12V）がA/D変換器8fの入力電圧範囲（例えば0～5V）にレベル変換されるように設定する。

[0169] また、モータ印加電圧 V_a と同様にV1

$$V12 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V11 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (14)$$

[0172]

$$V22 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V21 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (15)$$

印加電圧 V_a は以下の(17)式より求まる。

$$[0174] \quad (16)$$

$$V_a = V11 - V21$$

であるから、(14)、(15)式を(16)式に代入すればモータ

$$[0175] \quad (17)$$

$$V_a = (V12 - V22) \cdot R6 / (R3 \cdot R4)$$

いれればモータの各端子電圧をCPU8aにてモニタできるため、上記のような故障も検出することが可能となり、故障検出能力が向上する。

[0176] 更に、モータ端子電圧検出回路V12、V22からモータ印加電圧 V_a を求めるS/Wの動作を、図40のフローチャートに沿って説明する。まず、S401でモータ端子電圧検出回路V12、V22をA/D変換したデータを読み込み、次にS402で(17)式に基づいてモータ印加電圧 V_a を演算し、最後に、S403でモータ印加電圧 V_a の演算値をRAM8cにストアする。

[0177] 以後は、このようにして演算したモータ印加電圧 V_a を用いて、上記実施例1と同様にモータ角速度推定値 ω やモータ角加速度推定値 $d\omega/dt$ を演算してモータ1を制御すればよい。

[0178] 以上のように本実施例では、H/WでモータのPWM駆動に伴う矩形波成分を除去したモータ端子電圧を検出し、S/Wでモータ印加電圧を演算する構成としたため、実施例1と比べて処理速度の速いCPUを用いることなく、OPアンプを省略することができる。

[0179] さらに、実施例1におけるモータ印加電圧検出回路5では、モータ端子電圧の同相分はOPアンプ5にて除去されるため、モータの各端子電圧が同相に変化するような故障状態、例えばパワー-MOSFET7 a～7dがオフした状態でのモータ線の断絡等を検出することができないが、モータ端子電圧検出回路21を用

(12)

(13)

1、V21は矩形波となるため、コンデンサC2については、カットオフ周波数 $f_c = 1/(2\pi \cdot C2 \cdot R3 \cdot R4 \cdot R5/R6)$ が、PWM搬送波周波数（例えば20kHz）より十分低く、モータの応答周波数（例えば100数十Hz）より十分高くなるように設定する。これによりステアリング系の制御が可能な帯域幅が確保され、しかもV11、V21の矩形波成分が除去されたモータ端子電圧検出回路V12、V22をA/D変換器8fに入力することができる。

[0170] 次に、V11、V12からモータ印加電圧 V_a を演算する方法について説明する。(11)、(12)式に最終値定理を適用すると、V12、V22は直流通特性にそれぞれ以下の(14)、(15)式で表される。

$$[0171] \quad (14)$$

$$V12 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V11 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (14)$$

[0172]

$$V22 = V_{cc} \cdot R4 \cdot R5 / R6 + V21 \cdot R3 \cdot R4 / R6 \quad (15)$$

印加電圧 V_a は以下の(17)式より求まる。

$$[0174] \quad (16)$$

$$V_a = V11 - V21$$

であるから、(14)、(15)式を(16)式に代入すればモータ

$$[0175] \quad (17)$$

$$V_a = (V12 - V22) \cdot R6 / (R3 \cdot R4)$$

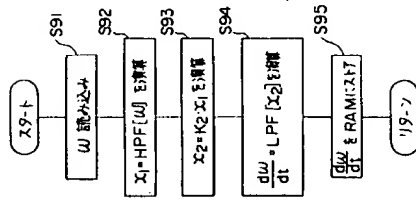
いれればモータの各端子電圧をCPU8aにてモニタできるため、上記のような故障も検出することが可能となり、故障検出能力が向上する。

[0180] また、そのため、モータ印加電圧検出回路5を用いる場合には、実施例1の如く故障検出能力を向上させるために電流検出抵抗器4aを電源側に設けることが望ましいが、モータ端子電圧検出回路21を用いれば、本実施例の如く電流検出抵抗器4aをモータに直列に接続してもよく、その結果サンプリングホールド回路4bを省略することができ、さらなるコストダウンを図ることができ。

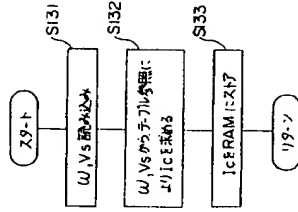
$$[0181] \quad (18)$$

[発明の効果] 請求項1の発明によれば、操舵系に逆増されたモータと、このモータをPWM駆動制御するPWM制御手段と、遮断周波数がPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有し、検出したモータの印加電圧を所定電圧レベルに変換して出力するモータ印加電圧検出手段と、検出されたモータ印加電圧に基づいて前記モータの角速度を推定する角速度推定手段と、角速度推定結果に基づいて前記モータの電流値を演算する電流値演算手段とを備えたので、モータ印加電圧を、遮断周波数がモータを駆動するPWM搬送波周波数よりも低い低域通過特性を有する回路にて矩形波成分を除去して検出した、モータ印加電圧検出値に基づいて上記モータ角速度を推定することにより、サンプリング周波数を従来

【図9】



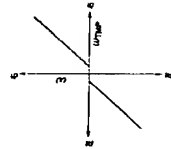
【図13】



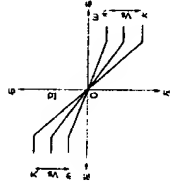
【図19】



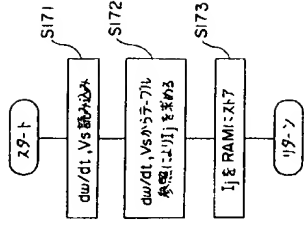
【図22】



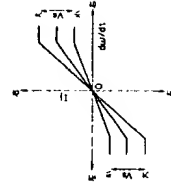
【図16】



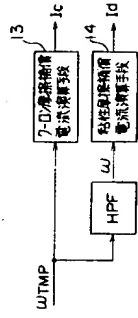
【図17】



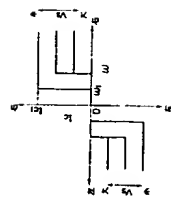
【図18】



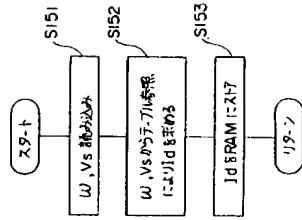
【図23】



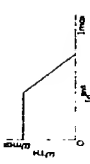
【図14】



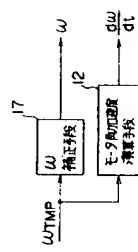
【図15】



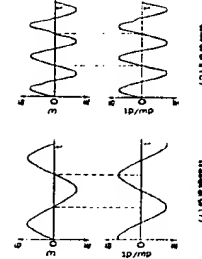
【図21】



【図24】

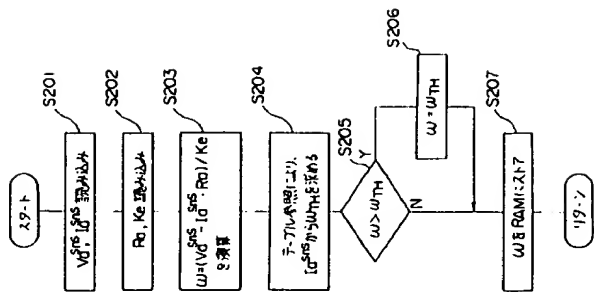


【図25】

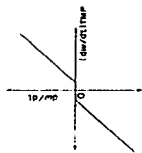


17:モータ速度検出用補正手段

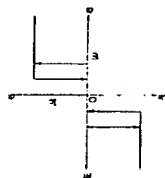
[図20]



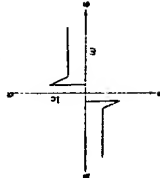
[図27]



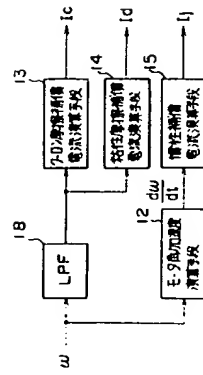
[図28]



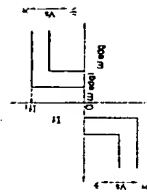
[図30]



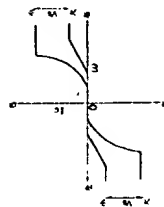
[図26]



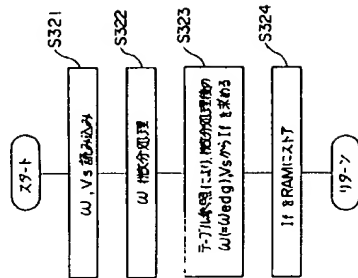
[図33]



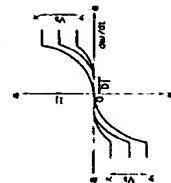
[図29]



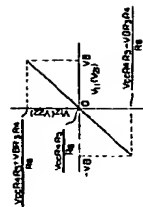
[図32]



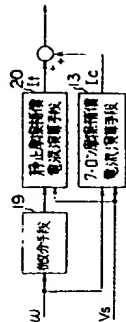
[図36]



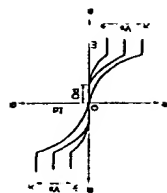
[図38]



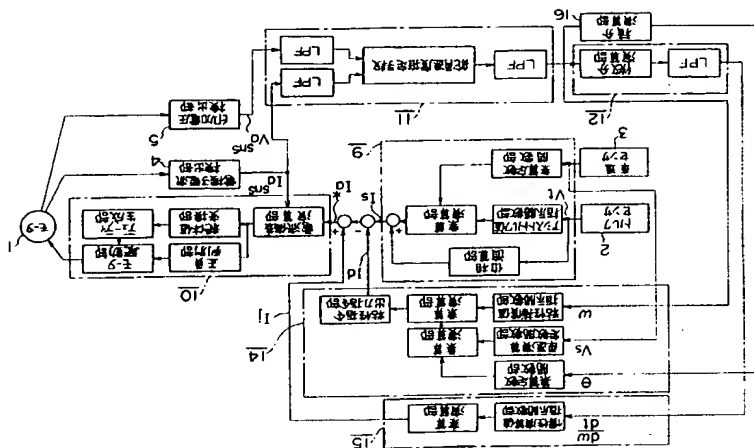
[図31]



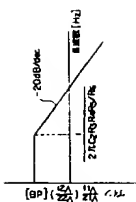
[図35]



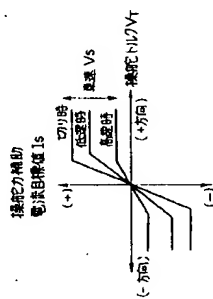
【図41】



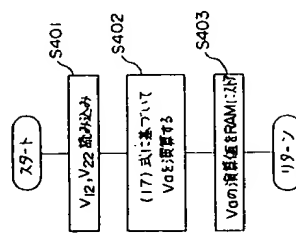
【図39】



【図42】



【図40】



【図44】

